

## ADAPTADOR DE CARGA SERIE PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Ricardo Ashur\* y Luis Saravia

INENCO<sup>‡</sup>, Universidad Nacional de Salta  
Buenos Aires 177 - 4400 Salta

### Resumen

En el presente trabajo se describe el desarrollo de un sistema electrónico de adaptación de impedancias entre paneles fotovoltaicos y carga. El mismo permite transferir la máxima potencia disponible desde el módulo a una carga, independientemente de su valor, mediante el desplazamiento del punto de funcionamiento sobre las características tensión-corriente del sistema. Se incluyen además algunos resultados que, en términos de rendimiento, lo ubicarán por encima de otros métodos de adaptación.

Este diseño forma parte de un sistema fotovoltaico autónomo para la generación de frío mediante pares termoeléctricos (efecto Peltier), destinado al mantenimiento de bajas temperaturas en una cámara de conservación de semillas a largo plazo.

### 1. Introducción

Un panel fotovoltaico irradiado presenta características tensión-corriente muy particulares, Fig. 1. En ellas distinguimos dos zonas:

#### I: Zona de corto circuito:

Donde el panel se comporta como generador de corriente dependiente de la radiación incidente.

#### II: Zona de circuito abierto:

Donde el comportamiento es similar a un generador de tensión dependiente de la radiación.

Entre estos extremos, las características presentan un codo; donde para

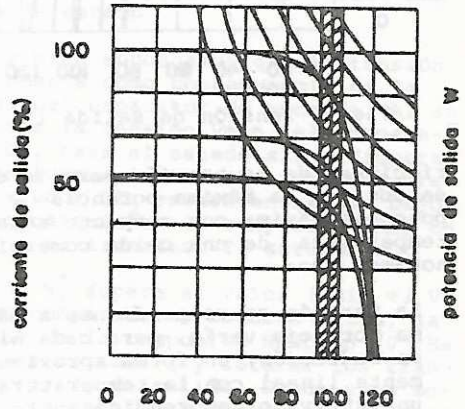


Fig. 1 Tensión de salida (%)

cada nivel de radiación existe un punto tangente con las hipérbolas de máxima disipación. Punto que denominamos tensión óptima ( $V_{op}$ ).

Se ha encontrado que si bien estos puntos difieren mucho en el sentido de las ordenadas (corriente), no lo hacen significativamente en el sentido de las abscisas (tensión), pudiendo se definir una ZONA DE POTENCIA MÁXIMA Fig. 1. Esto es, un entorno de tensión para el cual la potencia entregada por el panel es máxima independientemente de la radiación.

Otro parámetro a considerar en el estudio de la adaptación es la temperatura. En la Fig. 2 observamos la dependencia con ésta de las características tensión-corriente para un valor de radiación constante.

Se suele especificar coeficientes de variación de corriente con la temperatura para la zona de corto circuito, de tensión para la zona de circuito abierto y de potencia para el codo. En forma cualitativa se puede describir efectos de la temperatura para cualquier panel (1). Así, observando la Fig. 3, a donde se representan las va-

\* Becario del CONICET

‡ Instituto UNSa. - CONICET

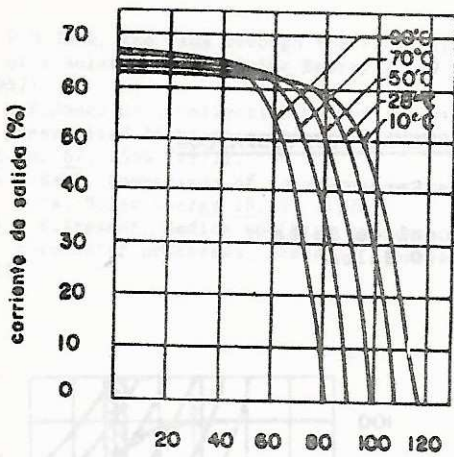


Fig. 2 Tensión de salida (%)

riaciones de la tensión para la cual se obtiene la máxima potencia y la potencia máxima con respecto a la temperatura de una celda comercial, notamos que:

- La tensión correspondiente a máxima potencia varía, para cada nivel de radiación, en forma aproximadamente lineal con la temperatura en un intervalo comprendido entre  $-10^{\circ}\text{C}$  y  $80^{\circ}\text{C}$ , Fig. 3a.

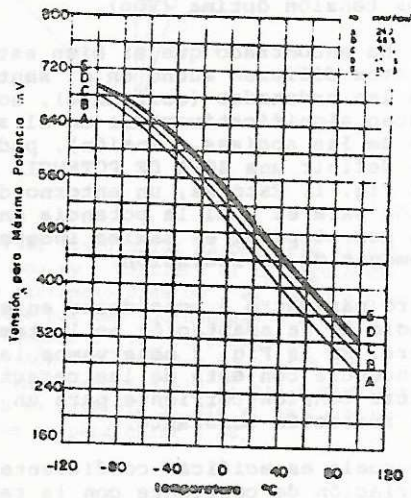


Fig. 3a

- La máxima potencia extraíble para cada nivel de radiación varía también en forma lineal con la temperatura para el mismo intervalo, Fig. 3b.

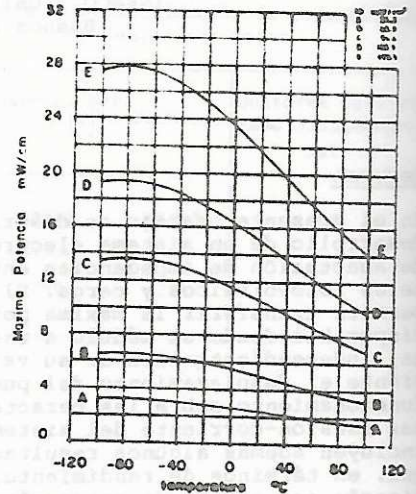


Fig. 3b

Concluimos que para lograr un máximo de transferencia de potencia de un panel solar a una carga, es necesario que la tensión en bornes del panel sea aproximadamente constante e igual a  $V_{op}$ .

La curva tensión-corriente de la mayor parte de las aplicaciones (luces-motores de C-C etc.) no satisfacen este requisito. Es por esto que se han desarrollado diversos métodos para lograr esta adaptación, entre otros: intercalar baterías, corregir las características de carga, conmutación de paneles.

A continuación nos ocuparemos de un método electrónico de adaptación de carga, que por su disposición denominamos adaptador serie.

## 2. Esquema del Adaptador Serie

El sistema, alimentado por el mismo panel fotovoltaico, almacena la energía

generada por éste en capacitores, sen-  
sando continuamente tensión y tempera-  
tura. Esta tensión es comparada conti-  
nuamente con pares de valores obteni-  
dos previamente por ensayos, que con-  
forman un entorno ("ventana") coinci-  
dente con la zona de potencia máxima  
antes mencionada. Cuando la carga de  
los capacitores eleva la tensión has-  
ta el límite superior del entorno, se  
habilita una llave electrónica que  
permite el flujo de energía de los ca-  
pacitores a la carga. La tensión de -  
cae hasta el límite inferior, momento  
en que la llave se abre, iniciándose  
un nuevo ciclo de carga.

Los valores extremos del entorno con  
corregidos continuamente mediante un  
control de temperatura, obedeciendo  
éste a una relación también previamen-  
te obtenida por ensayos.

Se puede deducir que este adaptador  
presenta un límite para la carga. En  
efecto, la carga debe ser lo suficien-  
temente grande como para permitir que  
la tensión sobre sus bornes intente  
caer por debajo del límite inferior  
del entorno.

En la Fig. 6 se puede observar un re-  
sumen de las formas de onda que se ob-  
tendrán en un adaptador serie ideal  
con carga resistiva Fig. 5. Ideal ya  
que no se consideran caídas de tensión  
en el diodo de entrada ni en la llave,  
como así también los tiempos de conmu-  
tación.

### 3. Configuración Circuital

#### A) Trigger

Observemos el circuito de la Fig. 7. La  
alimentación está provista por la fuen-  
te que conforman T<sub>5</sub>, Z<sub>3</sub>, R<sub>22</sub> y R<sub>23</sub>. La  
tensión de entrada es sensada por el  
divisor R<sub>17</sub>-R<sub>18</sub> e ingresa a los compa-  
radores CI<sub>1</sub> y CI<sub>2</sub> por sus terminales  
no inversores. En tanto por el ter-  
minal inversor, el comparador CI<sub>1</sub> tie-  
ne una referencia V<sub>min</sub> = V<sub>i</sub><sup>\*</sup> dada ex-  
ternamente y el comparador CI<sub>2</sub> ten-  
drá (V<sub>min</sub> + Δ V) dado por el suma-  
dor operacional que conforman CI<sub>3</sub>, R<sub>15</sub>,  
R<sub>16</sub>, R<sub>19</sub>, R<sub>20</sub> y R<sub>21</sub>. El valor V se  
suministra externamente.

$$\text{Con } R_{15} = R_{16} = R_{20} = R_{21} = 2R_{19}$$

$$V_2^* = V_{\min} + \Delta V$$

Esta tensión V<sub>2</sub> = V<sub>min</sub> se manifiesta  
en la entrada inversora del compara-  
dor CI<sub>2</sub> siempre que la salida de la  
compuerta CI<sub>4</sub> (NAND) sea alta (apro-

ximadamente Vcc) y mantenga el diodo  
D<sub>2</sub> cortado ((V<sub>min</sub> + Δ V) < Vcc). Si  
esta salida es baja, el terminal in-  
versor del comparador CI<sub>2</sub> estará a  
una tensión.

$$V_2^* = (V_{\min} + \Delta V) \frac{R_8}{R_8 + R_{11}} + V_D$$

siempre menor que V<sub>min</sub>.

Las resistencias R<sub>9</sub>, R<sub>12</sub>, R<sub>10</sub> y R<sub>14</sub>  
proveen una pequeña histéresis a los  
comparadores, para evitar falsos cam-  
bios de estado.

Ahora bien supongamos que la tensión  
V<sub>i</sub><sup>\*</sup> aumenta como consecuencia de la  
carga del capacitor de entrada. Al su-  
perarse la tensión V<sub>min</sub>, el compara-  
dor CI<sub>1</sub> pasa al estado alto. Mientras  
no se supera la tensión (V<sub>min</sub> + Δ V) el  
comparador CI<sub>2</sub> estará en estado bajo;  
por consiguiente la compuerta NAND en  
"1" y el transistor T<sub>4</sub> saturado.

Cuando V<sub>i</sub><sup>\*</sup> supera el valor (V<sub>min</sub> + Δ V)  
ambos comparadores estarán altos, la  
salida de la compuerta NAND en "0". Es-  
to hace cortar T<sub>4</sub> y saturar los tran-  
sistores T<sub>3</sub> de salida. Desde este mo-  
mento la tensión V<sub>i</sub><sup>\*</sup> comenzará a dismi-  
nuir como consecuencia de la descarga  
del capacitor de entrada a través de  
la carga.

Como ya se dijo, la tensión en la en-  
trada inversora del comparador CI<sub>2</sub> en  
estas condiciones será de un valor me-  
nor a V<sub>min</sub>; ésto permitirá que el cir-  
cuito de salida siga en el mismo esta-  
do hasta que la tensión V<sub>i</sub><sup>\*</sup> caiga por  
debajo de V<sub>min</sub>. Recién entonces CI<sub>1</sub>  
pasará al estado bajo, la compuerta  
NAND a "1", lo que ocasionará el corte  
de los transistores de salida (T<sub>3</sub>)  
y el restablecimiento de la referen-  
cia (V<sub>min</sub> + Δ V). Comenzará así una  
nueva carga del capacitor y un nuevo  
ciclo. Por la necesidad de que el dis-  
positivo tenga un mínimo consumo fren-  
te a la potencia entregada se tuvie-  
ron en cuenta dos tecnologías para el  
diseño de la llave electrónica: tra-  
sistor bipolar y tiristor, optándose  
por la primera. Posteriormente se con-  
sideró una tercera, transistor de efec-  
to de campo de potencia (VMOS), sin  
duda la más conveniente por su bajo  
consumo en el comando y que daría lu-  
gar a aplicaciones en otros modelos.

En razón de que cuando aumenta la co-  
rriente por colector, aumenta la ten-  
sión colector-emisor de saturación y  
disminuye hFE, para obtener un buen

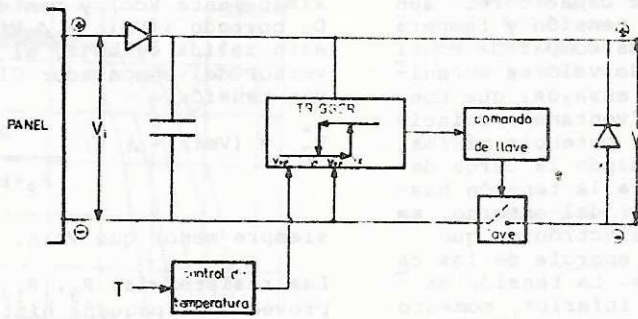


Fig. 4

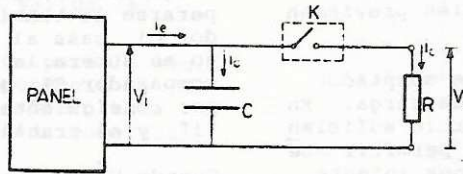


Fig. 5

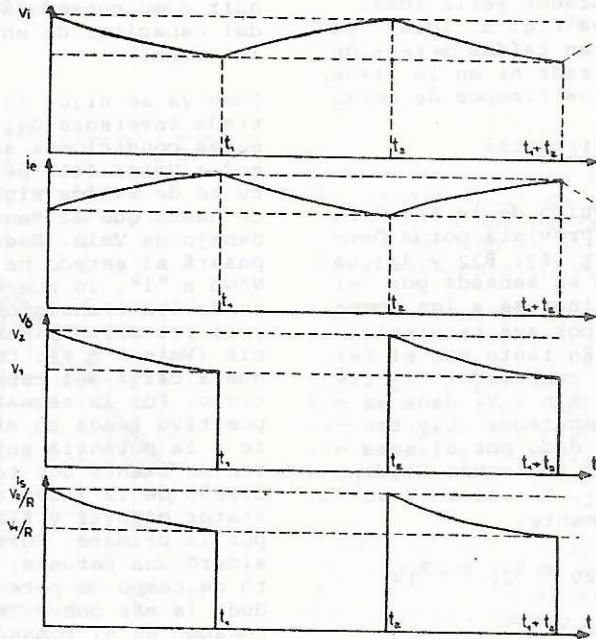


Fig. 6

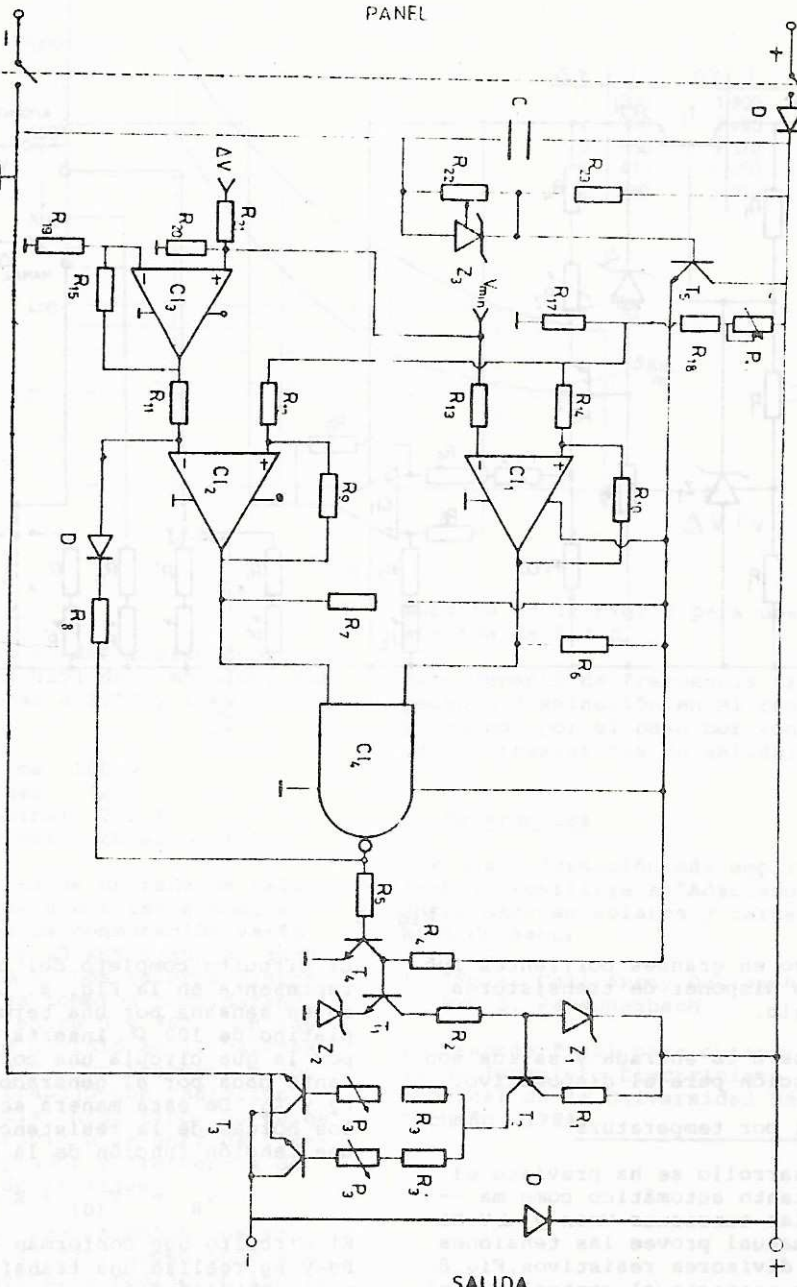


Fig. 7

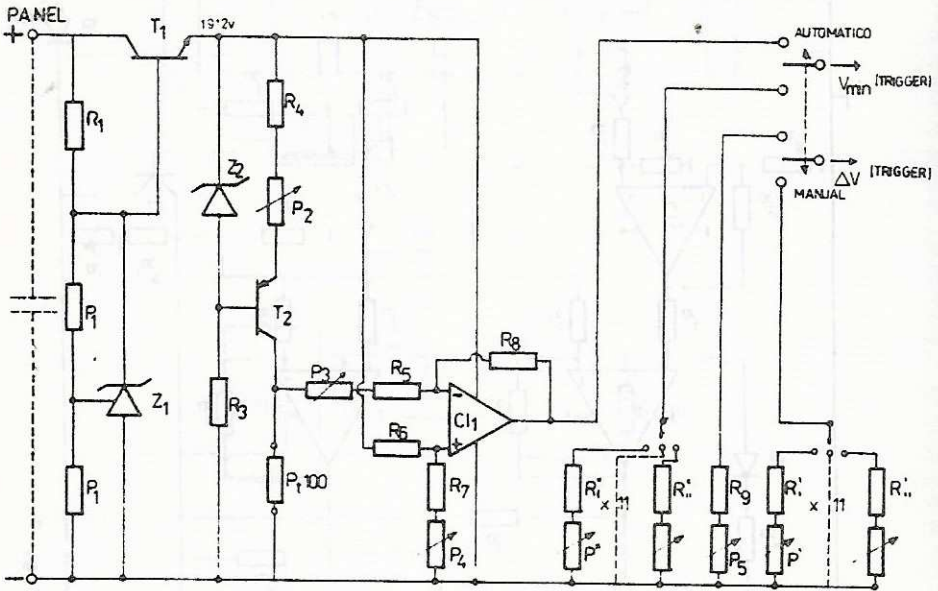


Fig. 8

compromiso en grandes corrientes fué necesario disponer de transistores en paralelo.

Los diodos a la entrada y salida son de protección para el dispositivo.

### B Control por temperatura

En el desarrollo se ha previsto el control tanto automático como manual de las tensiones  $V_{min}$  y  $\Delta V$ . El control manual provee las tensiones mediante divisores resistivos, Fig. 8. En lo que respecta al control automático se mencionó que se puede obtener por ensayos las variaciones de la tensión óptima en función de la temperatura. La relación es de la forma

$$V_{op} = a - b t$$

El circuito completo del contralor se representa en la Fig. 8. La temperatura es sensada por una termosonda de platino de  $100 \Omega$  inserta en el panel por la que circula una corriente constante dada por el generador  $T_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $P_2$  y  $Z_2$ . De esta manera se obtiene en los bornes de la resistencia Pt 100 una tensión función de la temperatura:

$$V_R = V(0) + K t$$

El circuito que conforman  $CI_1$ ,  $R_5$ ,  $R_6$ ,  $R_7$  y  $R_8$  realiza una transformación lineal, obteniéndose a la salida una tensión cuya variación con la temperatura es la del punto óptimo del panel afectado por el divisor antes mencionado. Esta variación, se dijo, es obtenida previamente por ensayos, realizando una regresión lineal de coeficientes.

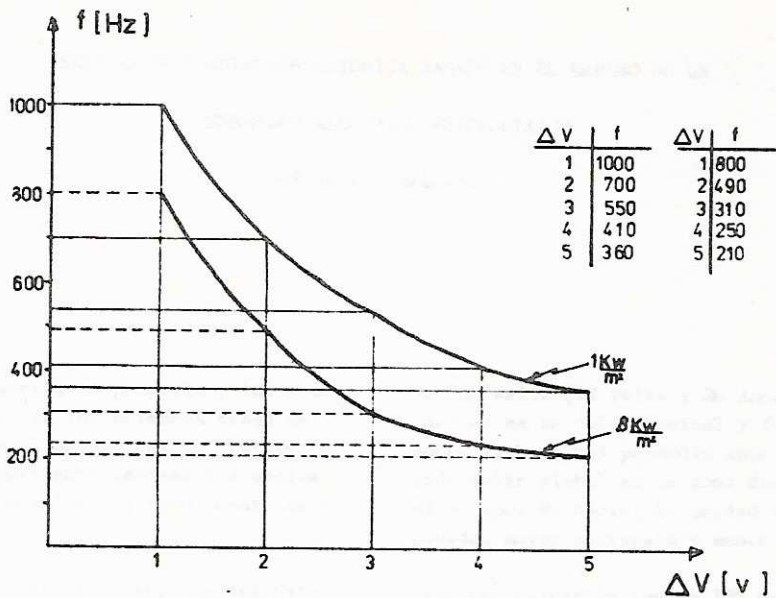


Fig. 9

#### 4. Resultados

Se trabajó en el desarrollo sobre un panel Solarex HE51 de 3 módulos. Sus características a  $28^{\circ}\text{C}$  y  $1 \frac{\text{kW}}{\text{m}^2}$ :

Potencia máxima 100 w  
 Tensión nominal 42 v  
 Corriente nominal 2,1 A  
 Tensión a circuito abierto 61,5 v

Los capacitores de entrada se calcularon para que a corriente nominal la frecuencia de conmutación varíe entre 100 Hz y 10 KHZ según el ancho del entorno  $\Delta V$ . Los valores discretos de  $V_{\text{min}}$  se tomaron considerando temperaturas entre  $0$  y  $70^{\circ}\text{C}$ . En tanto que  $\Delta V$  se dividió en 11 valores entre 1 y 5,5 V. Con respecto a los ensayos, se trabajó con radiación constante y distintos tipos de carga midiendo potencia a la entrada y salida del adaptador y frecuencia de conmutación de la llave.

Se obtuvieron rendimientos que van desde un 74% al 89%, aumentando a medida que aumenta la radiación incidente. Estos se debe a que, a mayor potencia entregada por el panel, el consumo del adaptador se hace relativamente menor.

En lo que se refiere a la frecuencia, la variación es inversa con respecto al ancho del entorno  $\Delta V$ , como se

muestra en la Fig. 9 para una carga resistiva de  $5,4 \Omega$ .

Este aumento de frecuencia origina una pequeña disminución en el rendimiento provocado por el paso por zona activa de los transistores de salida.

#### 5. Referencias

Por una información más amplia de este trabajo remitirse a "Adaptador serie entre paneles solares y carga" (2) de Ricardo Ashur.

1. "Solar Cell Array Design Handbook" Han S. Rauschenbach.
2. Trabajo final para obtener el título de Ingeniero Electricista (O. Electrónica) en la Universidad Nacional de Tucumán, 1984.